

## Method for regulating the output current and/or the output voltage of a switched mode power supply

**Patent number:** EP1146630  
**Publication date:** 2001-10-17  
**Inventor:** SCHROEDER GEN BERGHEGGER RALF (DE)  
**Applicant:** FRIWO GERAETEBAU GMBH (DE)  
**Classification:**  
- **International:** H02M3/28  
- **European:** H02M3/335C  
**Application number:** EP20010106543 20010315  
**Priority number(s):** DE20001018229 20000412; DE20001060344 20001204

**Also published as:**

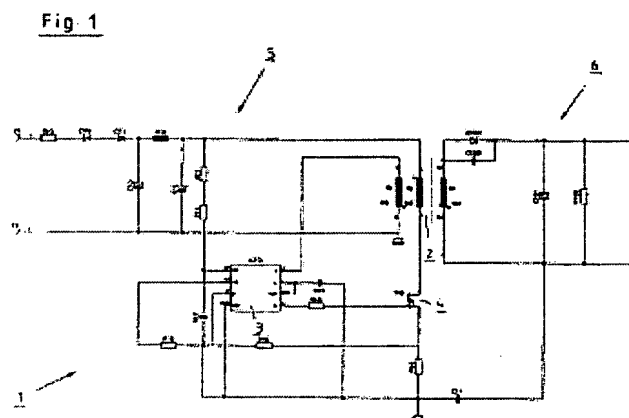
EP1146630 (A3)  
DE10060344 (A)

**Cited documents:**

DE19711771  
EP0657987  
DE19502042  
JP5091753  
JP9019143  
more >>

**Abstract of EP1146630**

The method involves using a reference value formed internally within the circuit for influencing a voltage regulator (3) in the switched-mode power supply, which also contains a transformer (2). The method involves setting a constant duty cycle for the secondary current. The electronic switch for the primary current is driven by the voltage regulator via a series resistance with a shortened output signal. Independent claims are also included for the following: a circuit for implementing the method.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

**BEST AVAILABLE COPY**

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 1 146 630 A2

(12)

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:  
17.10.2001 Patentblatt 2001/42

(51) Int Cl.7: H02M 3/28

(21) Anmeldenummer: 01106543.0

(22) Anmeldetag: 15.03.2001

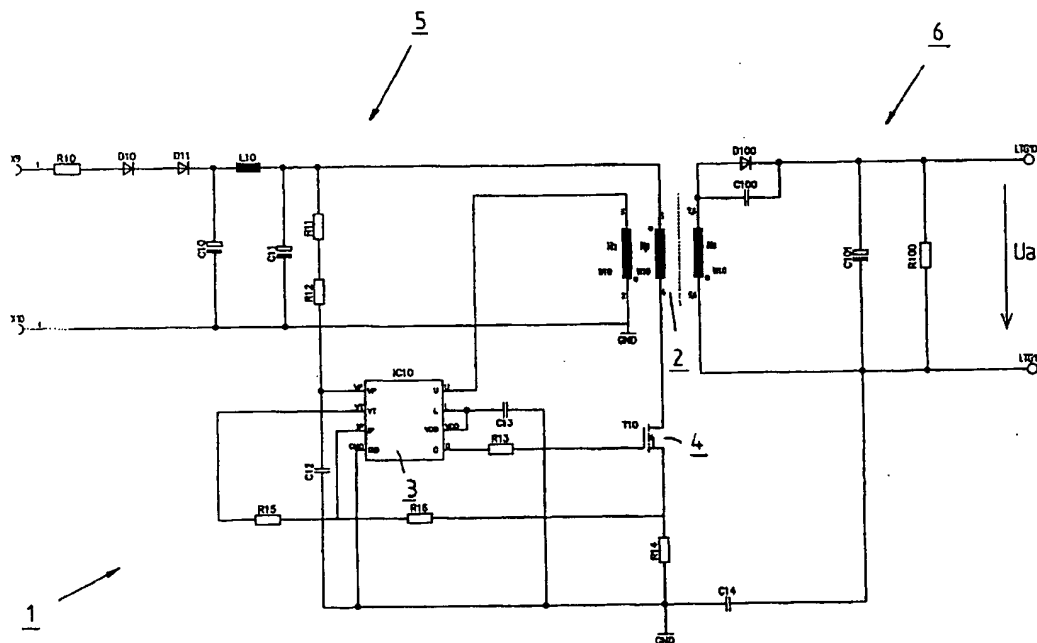
(84) Benannte Vertragsstaaten:  
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU  
MC NL PT SE TR  
Benannte Erstreckungsstaaten:  
AL LT LV MK RO SI(72) Erfinder: Schröder gen. Berghegger, Ralf,  
Dipl.-Ing.  
49219 Glandorf (DE)(74) Vertreter: Ackmann, Günther, Dr.-Ing. et al  
Ackmann, Menges & Demski,  
Patentanwälte  
Karl-Lehr-Strasse 7  
47053 Dulsburg (DE)(30) Priorität: 12.04.2000 DE 10018229  
12.04.2000 DE 10060344(71) Anmelder: Friwo Gerätebau GmbH  
48346 Ostbevern (DE)

(54) Verfahren zur Regulierung des Ausgangsstroms und/oder der Ausgangsspannung eines Schaltnetzteils

(57) Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Regulierung des Ausgangsstroms und/oder der -spannung eines primär gesteuerten Schaltnetzteils 1 mit einem Transformator 2 und einem Spannungsregler 3. Um ei-

ne Unabhängigkeit der Strom- und Spannungsreglung von der Eingangsspannung zu erhalten wird erfindungsgemäß die Verwendung eines Referenzwertes vorgeschlagen, welcher schaltungsintern gebildet und zur Beeinflussung des Spannungsreglers 3 eingesetzt wird.

Fig. 1



## Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Regulierung des Ausgangsstroms und/oder der -spannung eines primär gesteuerten Schaltnetzteils mit einem Transformator und einem Spannungsregler.

5 [0002] Bei Schaltnetzteilen nach dem Flusswandlerprinzip und bei freischwingenden Sperrwandlern kann der Ausgangsstrom durch Begrenzung des Primärstromes im Transformator eingestellt werden. Dabei entsteht eine Strombegrenzung, die ein- und ausgangsspannungsabhängig und somit nicht für alle vorgesehen Anwendungsfälle einsetzbar ist. Die Ausgangsspannungsabhängigkeit kann durch geeignete Schaltungsdimensionierungen relativ klein gehalten werden, erfordert jedoch einen erhöhten Schaltungsaufwand und verursacht somit zusätzliche Kosten. Die Eingangsspannungsabhängigkeit entsteht durch die konstante Verzögerung der Abschaltung bei spannungsabhängig  
10 unterschiedlicher Steigung des Stromes und muss durch zusätzliche Beschaltung begrenzt werden, welche ebenfalls einen erhöhten Schaltungsaufwand erfordern und somit zusätzliche Kosten verursachen. Daneben sind Schaltnetzteile ohne Optokoppler bekannt, welche in der Regel eine schlechte Lastausreglung besitzen und somit zu einer hohen Ausgangsspannung bei geringem Ausgangsstrom und zu einer niedrigen Ausgangsspannung bei einem großen Ausgangsstrom führen.

15 [0003] Schaltnetzteile der gattungsgemäßen Art werden bevorzugt zur Spannungsversorgung von elektrischen oder elektronischen Geräten mit niedriger Versorgungsspannung eingesetzt und werden in großer Zahl benötigt, so dass eine möglichst kostengünstige Schaltungsanordnung gewählt werden muss, welche darüber hinaus die bestehenden Nachteile beseitigt.

20 [0004] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren, sowie eine Schaltung aufzuzeigen, welche eine nahezu lastunabhängige Spannungs- und/oder Stromregelung mit verhältnismäßig geringem Schaltungsaufwand ermöglicht.

[0005] Erfindungsgemäß ist zur Lösung dieser Aufgabe vorgesehen, dass durch die Verwendung eines Referenzwertes, welcher schaltungsintern gebildet und zur Beeinflussung des Spannungsreglers eingesetzt wird, eine einfache  
25 und mit wenigen Bauelementen realisierte Regelung möglich ist. Durch die Verwendung eines schaltungsintern gebildeten Referenzwerts zur Beeinflussung des Spannungsreglers wird eine nahezu lastunabhängige Spannungsregelung mit wenigen Bauelementen ermöglicht. Beispielsweise besteht die Möglichkeit den Zeitpunkt zur Speicherung des Referenzwertes so festzulegen, dass zum Zeitpunkt der Speicherung der Strom im Wandler unabhängig von der sekundären Belastung ist. Hierdurch ergibt sich im Weiteren der Vorteil, dass bei geringer Belastung mit einer erheblich  
30 niedrigeren Taktfrequenz des Schaltnetzteils gearbeitet werden kann, wodurch eine sehr geringe Leerlaufeingangsleistung erzielt wird. Ferner kann bei derartigen Schaltungsanordnungen auf die Verwendung eines Optokopplers verzichtet werden, so dass erhebliche Kosten eingespart werden können.

[0006] In Ausgestaltung der Erfindung ist die Einstellung eines konstanten Tastverhältnisses des Sekundärstroms vorgesehen, wodurch der mittlere Ausgangsstrom proportional zum Primärpeakstrom wird. Hierdurch wird der Ausgangsstrom bei konstantem Abschaltstrom konstant. Um eine Einstellung des Tastverhältnisses zu ermöglichen wird vorgeschlagen, dass der elektronische Schalter für den Primärstrom durch den Spannungsregler über einen Vorwiderstand durch ein Ausgangssignal, welches gegenüber dem ursprünglichen Ausgangssignal verkürzt ist, angesteuert  
35 wird.

[0007] In Ausgestaltung der Erfindung ist im Weiteren vorgesehen, dass als Referenzwert die induzierte Spannung einer Hilfswicklung des Transformators verwendet wird oder dass ein Hochspannungs-IC für die Spannungsregelung eingesetzt wird und als Referenzwert die Spannung der Primärhauptwicklung des Transformators verwendet wird, wodurch die Möglichkeit besteht, ausgangsseitig eine Trennung von der Hochspannungsseite vorzunehmen und im Falle der Hilfswicklung kann in einer bevorzugten Ausführung ferner mit einem niedrigen Spannungspotential primärseitig gearbeitet werden, sodass eine Trennung zwischen der Hoch- und Niederspannungsseite bereits frühzeitig erfolgen kann. Darüber hinaus verursacht die Anfertigung derartiger Transformatoren nur geringe Zusatzkosten und führt  
45 zu einem erheblichen Kostenvorteil gegenüber herkömmlichen Schaltungsanordnungen. In weiterer Ausgestaltung ist hierbei vorgesehen, dass der Referenzwert zu einem festen, aber variabel einstellbaren Zeitpunkt nach Unterbrechung des Primärkreises zwischengespeichert wird.

[0008] In weiterer vorteilhafter Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, dass der Referenzwert mit einem internen Vergleichswert des Spannungsreglers verglichen wird und in Abhängigkeit von der Höhe der Überschreitung durch den Referenzwert die Zeit zur erneuten Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises bestimmt werden kann. Dadurch, dass die Höhe der Überschreitung schaltungstechnisch bei einer erneuten Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises mit berücksichtigt wird, kann das Schaltverhalten des Schaltnetzteils in vorteilhafter Weise beeinflusst werden, so dass die Zykluszeit optimiert werden kann. In weiterer Ausgestaltung der Erfindung kann eine Optimierung dahingehend vorgenommen werden, dass eine erneute Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises bis zum Erreichen eines maximalen Stroms des Transformators erfolgt. Durch diese Maßnahmen wird in Abhängigkeit von dem gespeicherten Referenzwert die Dauer der Ausschaltzeit des Leistungsschalters eingestellt, wobei die Ausschaltzeit um so größer ist, je höher die gespeicherte Spannung war. Nach Ablauf der Ausschaltzeit wird der Leistungsschalter  
55

so lange eingeschaltet bis der Strom durch den Transformator den voreingestellten Maximalwert erreicht und somit ein neuer Zyklus beginnt. Als Leistungsschalter wird üblicherweise ein Feldeffekttransistor verwendet, während hingegen die Speicherung durch beispielsweise ein sample and hold Element erfolgt.

**[0009]** In alternativer Ausgestaltung der Erfindung wird vorgeschlagen, dass der Strom des Transformators mit einem zeitabhängigen Referenzwert verglichen wird, wobei der Referenzwert gebildet wird durch

$$\text{Referenz } (t_{\text{ein}}) = \text{Abschaltwelle} / (1 + \text{Abschaltverzögerungszeit} / t_{\text{ein}})$$

(für  $t_{\text{ein}} > \text{minimale Einschaltzeit}$ ).

**[0010]** Durch den Vergleich des Referenzwertes mit dem Strom des Transformators kann somit ein Ausgleich der unterschiedlichen Stromanstiegsgeschwindigkeiten vorgenommen werden, so dass bei großer Anstiegsgeschwindigkeit der Abschaltvorgang eher eingeleitet wird und somit ein spannungsunabhängiger Abschaltpunkt vorliegt. Der besondere Vorteil der sich hieraus ergibt liegt darin, dass eine nahezu eingangsspannungsunabhängige Strombegrenzung ermöglicht wird, die ebenfalls in einem Niederspannungs-IC integriert werden kann, da keine Verbindung zum höheren Spannungspotential notwendig ist.

**[0011]** In weiterer Ausgestaltung der Erfindung wird zur Anwendung des vorstehend beschriebenen Verfahrens eine Schaltungsanordnung aufgezeigt, welche dadurch gekennzeichnet ist, dass der Spannungsregler zur Versorgung der Steuerschaltung als Linear- oder Schaltregler eingesetzt ist und dass eine Hilfswicklung des Transformators eine Referenzspannung für den Spannungsregler liefert und dass der Primärkreis einen elektronischen Schalter aufweist. Alternativ kann der Spannungsregler zur Versorgung der Steuerschaltung als Linear- oder Schaltregler eingesetzt werden, wobei der Spannungsregler ein Hochspannungs-IC ist und als Referenzspannung die Spannung der Primärhauptwicklung anliegt. In der Schaltung übernimmt der elektronische Schalter die Zu- oder Abschaltung der Spannungsbeaufschlagung für den Transformator und wird durch den Spannungsregler gegebenenfalls über einen Vorwiderstand angesteuert, wobei eine Ansteuerung ggf. über ein verkürztes Ausgangssignal erfolgt. Das Ausgangssignal wird soweit verkürzt, dass das Tastverhältnis des Sekundärstromes konstant wird. Dadurch wird der mittlere Ausgangsstrom proportional zum Primärpeakstrom. Bei konstantem Abschaltstrom ist demzufolge der Ausgangsstrom ebenfalls konstant.

**[0012]** Eine Hilfswicklung des Transformators liefert eine Referenzspannung, welche erfindungsgemäß zu einem festen, einstellbaren Zeitpunkt nach Unterbrechung des Primärkreises speicherbar ist, wodurch der bereits aufgeführte Vorteil einer nahezu lastunabhängigen Ausgangsspannung entsteht. Alternativ besteht die Möglichkeit, dass der Referenzwert für die induzierte Spannung der Primärhauptwicklung zu einem festen, einstellbaren Zeitpunkt nach Unterbrechung des Primärkreises speicherbar ist. Eine erneute Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises kann im weiteren in Abhängigkeit von der Höhe der Überschreitung des internen Vergleichswertes des Spannungsreglers durch den Referenzwert erfolgen, so dass ein Einfluss auf die Zykluszeit und damit auf die Taktrate vorgenommen werden kann.

**[0013]** In weiterer Ausgestaltung der Erfindung ist schaltungstechnisch vorgesehen, dass der Primärkreis in Abhängigkeit der induzierten Spannung der Hilfswicklung oder der Primärhauptwicklung, vorzugsweise bei einem Wert  $< 0,1$  Volt, wiedereinschaltbar ist.

**[0014]** In weiterer besonderer Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, dass die Ansteuerspannung für den elektronischen Schalter zusätzlich durch eine Spannung proportional zum Verhältnis

$$\frac{\text{Einschaltzeit} + \text{Ausschaltzeit}}{\text{Einschaltzeit}}$$

überlagert ist.

**[0015]** Alternativ besteht die Möglichkeit die Ansteuerspannung für den elektronischen Schalter zusätzlich durch eine Spannung des Gatesignals zu überlagern. Besonders vorteilhaft ist bei derartigen Schaltungsanordnungen, dass die primäre Versorgungsspannung des Spannungsreglers durch die gleichgerichtete, geregelte Primärspannung erfolgt und dass sekundärseitig kein hohes Spannungspotential anliegt. Durch diese Maßnahmen sind somit keine zusätzlichen Schutzanforderungen hinsichtlich des höheren Spannungspotentials, beispielsweise durch Optokoppler etc., sekundärseitig notwendig.

**[0016]** Die Erfindung wird im Weiteren an Hand von vier Schaltungsbeispielen erläutert.

**[0017]** Es zeigt

Fig. 1 einen Stromlaufplan eines ersten Schaltungsbeispiels eines Spannungsreglers mit Linearregler zur Versorgung des Steuerschaltkreises,

Fig. 2 ein Schaltungsbeispiel eines Spannungsreglers mit Schaltregler zur Versorgung des Steuerschaltkreises,

Fig. 3 einen Stromlaufplan eines Spannungsreglers mit Linearregler zur Versorgung des Steuerschaltkreises, wobei der Schalter über ein verkürztes Signal angesteuert wird und

Fig. 4 einen Stromlaufplan eines Spannungsregler mit Linearregler gemäß Figur 3, wobei als Referenzwert die Spannung der Primärhauptwicklung verwendet wird.

**[0018]** Figur 1 zeigt in einem ersten Ausführungsbeispiel einen Stromlaufplan eines Schaltnetzteils 1, welches einen Transformator 2, einen Spannungsregler 3 und einen elektronischen Schalter 4 sowie weitere Schaltungskomponenten aufweist. An den Eingängen X9, X10 erfolgt der Anschluss der Netzwechselspannung, während an den Ausgängen LTG100 und LTG101 die Ausgangsspannung Ua anliegt, und zwar an dem Ausgang LTG100 das Pluspotential. In den Primärkreis 5 des Transformators 2 ist ein Vorwiderstand R10, zwei Dioden D10, D11 sowie eine Spule L10 in Reihe geschaltet, während zwei Glättungskondensatoren C10, C11 parallel zu den Eingängen X9, X10 geschaltet sind und wobei der Kondensator C10 einerseits an der Kathode der Diode D11 bzw. mit der Induktivität L10 verbunden ist, während der zweite Pol mit dem Eingang X10 verbunden ist. Der zweite Kondensator C11 ist hingegen unmittelbar parallel zur Sekundärwicklung des Transformators 2 hinter der Induktivität L10 geschaltet.

**[0019]** Der Sekundärkreis 6 weist hingegen eine in Reihe geschaltete Diode D100 sowie einen hierzu parallel geschalteten Kondensator C100 auf. Ein Kondensator C101 mit einem parallel geschalteten Widerstand R100 ist einerseits mit dem Ausgang LTG100 und andererseits mit dem Ausgang LTG101 verbunden. An C11 liegt die gleichgerichtete Netzspannung an, während an C101 die gleichgerichtete Ausgangsspannung anliegt.

**[0020]** Über die Widerstände R11 und R12 erhält der integrierte Schaltkreis IC10 die Versorgungsspannung. Die Anschlüsse VT, GND, L und VDD dienen ebenfalls der Versorgung des integrierten Schaltkreises IC10 mit einer geregelten Betriebsspannung. Der integrierte Schaltkreis IC10 enthält im Weiteren einen Spannungsregler 3, der als Schaltregler gemäß Figur 1 oder als Linearregler gemäß Figur 2 geschaltet werden kann. Zum Betrieb als Linearregler sind die Ausgänge L und VDD miteinander verbunden, wie in Figur 1 gezeigt. Der Ausgang G des integrierten Schaltkreises IC10 ist über einen Vorwiderstand R13 mit dem elektronischen Schalter 4, einem Feldeffekttransistor T10 verbunden. Die Ausgänge L und VDD sind im Weiteren über einen Kondensator C13 mit dem Groundpotential verbunden, während der Eingang U mit der Hilfswicklung Nh verbunden ist. Der Eingang VT und IP ist über die Widerstände R15, R16 an den Ausgang des Feldeffekttransistors T10 angeschlossen, welcher wiederum über den Widerstand R14 mit dem Groundpotential verbunden ist. Zwischen dem Groundpotential des Regelteils und dem Ausgang LTG101 ist im Weiteren ein Kondensator C14 in Reihe geschaltet.

**[0021]** Figur 2 zeigt einen Stromlaufplan, in dem der integrierte Schaltkreis IC10 als Schaltregler eingesetzt ist. Gegenüber der vorgenannten Schaltung gemäß Figur 1 wurde eine Induktivität L11 an die Ausgänge L und VDD angeschlossen. Der Ausgang VDD und der zweite Anschluss der Induktivität L11 ist über einen Kondensator C13 mit dem Groundpotential verbunden, während der Eingang U mit der Hilfswicklung Nh verbunden ist. Der Eingang VT des integrierten Schaltkreises IC10 ist hingegen offen und der Eingang IP wird wie bisher über den Widerstand R16 mit dem Ausgang des Feldeffekttransistors T10 verbunden. Im Weiteren wird über einen Spannungsteiler das Ausgangssignal G zur Ansteuerung des Eingangs IP mit herangezogen, wobei das Ausgangssignal über einen Widerstand R17, einen Kondensator C15, eine Diode D12 und einen Widerstand R15 dem Eingang IP zugeleitet wird. Die Diode D12 ist kathodenseitig über den Widerstand R17 und Kondensator C15 mit dem Ausgang G verbunden.

**[0022]** Figur 3 zeigt in einem weiteren Ausführungsbeispiel einen Stromlaufplan eines Schaltnetzteils 11, welches einen Transformator 12, einen Spannungsregler 13 und einen elektronischen Schalter 14 sowie weitere Schaltungskomponenten aufweist. An den Eingängen X9, X10 erfolgt der Anschluss der Netzwechselspannung, während an den Ausgängen LTG100 und LTG101 die Ausgangsspannung Ua anliegt, und zwar an dem Ausgang LTG100 das Pluspotential. In den Primärkreis 15 des Transformators 12 ist ein Vorwiderstand R10, zwei Dioden D10, D11 sowie eine Spule L10 in Reihe geschaltet, während zwei Glättungskondensatoren C10, C11 parallel zu den Eingängen X9, X10 geschaltet sind und wobei der Kondensator C10 einerseits an der Kathode der Diode D11 bzw. mit der Induktivität L10 verbunden ist, während der zweite Pol mit dem Eingang X10 verbunden ist. Der zweite Kondensator C11 ist hingegen unmittelbar parallel zur Sekundärwicklung des Transformators 12 hinter der Induktivität L10 geschaltet.

**[0023]** Der Sekundärkreis 16 weist hingegen eine in Reihe geschaltete Diode D100 sowie einen hierzu parallel geschalteten Kondensator C100 auf. Ein Kondensator C101 mit einem parallel geschalteten Widerstand R100 ist einerseits mit dem Ausgang LTG100 und andererseits mit dem Ausgang LTG101 verbunden. An C11 liegt die gleichgerichtete Netzspannung an, während an C101 die gleichgerichtete Ausgangsspannung anliegt.

**[0024]** Über die Widerstände R11 und R12 erhält der integrierte Schaltkreis IC10 die Versorgungsspannung. Die Anschlüsse GND, L und VDD dienen ebenfalls der Versorgung des integrierten Schaltkreises IC10 mit einer geregelten Betriebsspannung. Der integrierte Schaltkreis IC10 enthält im Weiteren einen Spannungsregler 13, der als Schaltregler geschaltet ist. An die Ausgänge L und VDD ist eine Induktivität L11 angeschlossen, wie aus Figur 2 bekannt. Der

Ausgang G2 des integrierten Schaltkreises IC10 ist über einen Vorwiderstand R13 mit dem elektronischen Schalter 14, einem Feldeffekttransistor T10 verbunden. Der Ausgang VDD und der zweite Anschluss der Induktivität L11 ist über einen Kondensator C13 mit dem Groundpotential verbunden, während der Eingang U mit der Hilfswicklung Nh verbunden ist. Der Eingang Ip ist offen. Der Ausgang des Feldeffekttransistors T10 ist über den Widerstand R14 mit dem Groundpotential verbunden. Zwischen dem Groundpotential des Regelteils und dem Ausgang LTG101 ist im Weiteren ein Kondensator C14 in Reihe geschaltet. Der Eingang VT ist über einen Widerstand R18 mit Groundpotential verbunden. Eine weitere Beschaltung, wie in Figur 2 vorhanden, entfällt.

[0025] Figur 4 zeigt in einem weiteren Ausführungsbeispiel einen Stromlaufplan eines Schaltnetzteils 20, welches einen Transformator 21, einen Spannungsregler 22 und einen elektronischen Schalter 14 sowie weitere Schaltungskomponenten aufweist. Der Stromlaufplan entspricht weitestgehend der Ausführung gemäß Figur 3, wobei als Spannungsregler 22 ein Hochspannungs-IC eingesetzt wird und der Transformator 21 keine Hilfswicklung aufweist. An den Eingängen X9, X10 erfolgt der Anschluss der Netzwechselspannung, während an den Ausgängen LTG100 und LTG101 die Ausgangsspannung Ua anliegt, und zwar an dem Ausgang LTG100 das Pluspotential. Der Primärkreis 15 und der Sekundärkreis 16 sind identisch mit dem in Figur 3 gezeigten Schaltnetzteil. Eine Abweichung gegenüber diesem Stromlaufplan besteht darin, dass der Spannungsregler 22 mit seinem Eingang VP unmittelbar mit der Primärhauptwicklung Np verbunden ist, deren zweiter Anschluss einerseits mit dem elektronischen Schalter 14 und andererseits mit dem Eingang U des Spannungsreglers 22 unmittelbar verbunden ist. Der Eingang VT des Spannungsreglers 22 ist gegenüber der Schaltung gemäß Figur 3 unbeschaltet, während der Eingang Ip unmittelbar mit dem Ausgang des Feldeffekttransistor T10 verbunden ist.

[0026] Die Funktion der Spannungsregelung stellt sich wie folgt da. Der integrierte Schaltkreis IC10 schaltet den Ausgang G auf high, wodurch der Feldeffekttransistor T10 eingeschaltet wird. Hierdurch steigt der Strom durch die Wicklung Np des Wandlers W10 an, wobei derselbe Strom auch durch den Widerstand R14 fließt. Bei Erreichen der Abschaltschwelle an dem Anschluss IP des integrierten Schaltkreises IC10 wird Anschluss G auf low geschaltet und dadurch der Feldeffekttransistor T10 ausgeschaltet. Auf Grund der magnetischen Kopplung der drei Wicklungen des Transformators 2 werden in allen Wicklungen Spannungen induziert. Durch Nsek fließt zunächst ein Strom folgender Größe:

$$I_{sek} = I_P \cdot N_p / N_{sek}$$

[0027] Danach sinkt der Strom auf null ab. Währenddessen ist die Spannung an Nsek gleich der Summe der Spannungen an D100 und der Ausgangsspannung. Solange der Strom größer als null ist stehen die Spannungen an den Wicklungen im gleichen Verhältnis zueinander wie die Windungszahlen. Dies wird zur Regelung der Ausgangsspannung ausgenutzt. Dadurch, dass die magnetische Kopplung der Wicklungen zueinander nicht ideal ist, entsteht nach dem Abschalten von T10 zunächst ein Spannungsüberschwinger, bevor sich die Spannung an Nh auf die übertragene Spannung

$$U(N_h) = U(N_{sek}) \cdot N_h / N_{sek}$$

einschwingt. Aus dem vorgenannten Grund darf deshalb nicht der Spitzenwert der Spannung an Nh zur Spannungsregelung an Nh ausgewertet werden. Die Auswertung darf erst erfolgen, wenn die Schwingungen abgeklungen sind. Im Weiteren ist der Spannungsabfall an D100 spannungsabhängig, wodurch die Spannung an Nh während des Stromflusses nicht konstant ist. Außerdem muss der Transistor oder Feldeffekttransistor T10 länger abgeschaltet werden als Strom durch Nsek fließt, so dass während eines Teils der Abschaltzeit keine Spannung mehr an Nh zur Verfügung steht, die von der Ausgangsspannung abhängig ist und ausgewertet werden kann. Um die vorstehenden Probleme zu lösen wird bei dem erfindungsgemäßen Regelungsprinzip jeweils in einem festen zeitlichen Abstand nach dem Abschalten von G bzw. G2 (Figur 3) die Spannung an U mit einem sample and hold Element gespeichert. Dadurch erhält man einen Messwert, der weitgehend unabhängig von der Kopplung der Wicklung ist, weil zum Messzeitpunkt die Schwingungen bereits abgeklungen sind. Außerdem ist sichergestellt, dass bei jeder Messung der Strom durch D100 gleich ist und somit auch die Spannung an D100 gleich ist. Überschreitet nun der Messwert den internen Referenzwert in IC10 wird in Abhängigkeit von der Höhe der Überschreitung die Zeit bis zum nächsten Einschalten von G bzw. G2 (Figur 3) eingestellt. Je größer die Überschreitung ist, desto länger die Abschaltdauer. In einem Bereich von 4 % der Referenzspannung variiert dabei die Abschaltdauer von 0 bis 10 ms, so dass bei geringer Belastung die Taktfrequenz auf minimale 100 Hertz zurückgeht und dabei die Ausgangsleistung auf einige mW absinkt. Eine Grundlast von wenigen mW im Gerät reicht demzufolge aus, um die Ausgangsspannung in einen Lastbereich von Nennlast (einige Watt) bis zum Leerlauf im Bereich von Unenn +/- 2 % zu halten. Nach Ablauf der Abschaltdauer wird G bzw. G2 wieder auf high gestellt, sofern die im Wandler gespeicherte Energie bereits vollständig zur Sekundärseite übertragen wurde, anson-

## EP 1 146 630 A2

sten wirkt die Stromreglung wie nachstehend beschrieben und ein neuer Zyklus beginnt.

[0028] Die Funktion der Stromreglung erfolgt dadurch, dass nach dem Abschalten von T10 das Ausgangssignal G bzw. G2 (Figur 3) mindestens solange ausgeschaltet bleibt, bis die Spannung am Anschluss U von IC10 auf  $< 0,1$  Volt zurückgeht. Dadurch wird erreicht, dass die im Wandler gespeicherte Energie vollständig zur Sekundärseite übertragen wird. Wenn der Wandler W10 so aufgebaut ist, dass die Einschaltzeit von T10 bei Nennlast sehr viel kürzer ist als die Ausschaltzeit, ergibt sich daraus eine Ausgangsstrombegrenzung, die bei kleiner Ausgangsspannung, z. B. Kurzschluss, nur wenig größer ist als bei Nennausgangsspannung. Um die Steilheit der Strombegrenzung zu verbessern kann erfindungsgemäß dem Spannungsabfall an R14 eine Spannung überlagert werden, die proportional zum Verhältnis

$$(Einschaltzeit (G) + Ausschaltzeit (G)) / Einschaltzeit (G)$$

ist. Dieses Signal erzeugt IC10, es steht am Anschluss VT zur Verfügung.

[0029] Alternativ besteht die Möglichkeit das Signal auch aus dem Gatesignal, gemäß Figur 2, zu erzeugen, wenn die Spannung am eingeschalteten G konstant ist.

[0030] Eine weitere Möglichkeit gemäß Figur 3 die Strombegrenzung ausgangsspannungsunabhängig zu realisieren besteht darin, das T10 nicht direkt durch das Ausgangssignal G des Spannungsreglers 14 angesteuert wird, sondern durch ein Ausgangssignal G2, welches gegenüber G soweit verkürzt ist, dass das Tastverhältnis dsek des Sekundärstroms konstant wird. Dadurch wird der mittlere Ausgangsstrom proportional zum Primärpeakstrom  $I_p$ . Bei konstantem Abschaltstrom  $I_p$  ist ferner der Ausgangsstrom  $I_a$  konstant.

$$I_a = I_p \cdot N_p / N_s / 2 \cdot d_{sek}$$

$N_p$  = Primärwindungszahl

$N_s$  = Sekundärwindungszahl

[0031] Da die Netzwechselspannung stark variiert, insbesondere bei Geräten, die in verschiedenen Ländern, wie z. B. in den USA mit 110 Volt und in Europa mit 230 Volt betrieben werden können, ist die Anstiegsgeschwindigkeit des Stroms in  $N_p$  nicht konstant. Auf Grund der Verzögerungszeit zwischen Überschreiten der Referenz an IP und Abschaltung von T10 kommt es bei unterschiedlichen Eingangsspannungen zu verschiedenen Abschaltströmen, wenn eine konstante Referenz benutzt wird. Um dies zu verhindern wird erfindungsgemäß eine Referenz benutzt, die nach folgender Formel ansteigt:

$$\text{Referenzspannung } (t_{ein}) = \text{Abschaltschwelle} / (1 + \text{Abschaltverzögerungszeit} / (t_{ein})).$$

[0032] Hierdurch wird erreicht, dass der Abschaltstrom nahezu eingangsspannungsunabhängig ist und die erfindungsgemäßen Vorteile entstehen.

[0033] Der in Figur 4 gezeigte Stromlaufplan eines Schaltnetzteils 20 verzichtet auf eine Hilfswicklung, sodass ein als Hochspannungs-IC verwendeter Spannungsregler 22 mit dem Eingang VP mit der Betriebsspannung versorgt wird und als zweiter Messpunkt die Spannung der Primärhauptwicklung  $N_p$  an U anliegt. Das Regelprinzip ist identisch mit den weiteren Schaltreglern, lediglich die Spannung an R wird durch die Spannung  $N_p$  ersetzt.

### Bezugszeichenliste

#### [0034]

- |    |                         |
|----|-------------------------|
| 1  | Schaltnetzteil          |
| 2  | Transformator           |
| 3  | Spannungsregler         |
| 4  | elektronischer Schalter |
| 5  | Primärkreis             |
| 6  | Sekundärkreis           |
| 11 | Schaltnetzteil          |
| 12 | Transformator           |

13	Spannungsregler
14	elektronischer Schalter
15	Primärkreis
16	Sekundärkreis
5 20	Schaltnetzteil
21	Transformator
22	Spannungsregler
C10	Glättungskondensator
C11	Glättungskondensator
10 C13	Kondensator
C14	Kondensator
C15	Kondensator
C100	Kondensator
C101	Kondensator
15 D10	Diode
D11	Diode
D12	Diode
D100	Diode
IC10	Schaltkreis
20 IP	Strom in W10
L10	Spule
L11	Induktivität
LTG100	Ausgang
LTG101	Ausgang
25 Nh	Hilfswicklung
Np	Wicklung (primär)
Ns	Wicklung (sekundär)
R10	Vorwiderstand
R11	Widerstand
30 R12	Widerstand
R13	Vorwiderstand
R14	Widerstand
R15	Widerstand
R16	Widerstand
35 R17	Widerstand
R18	Widerstand
R100	Widerstand
T10	Feldeffekttransistor
u	Referenzspannung
40 W10	Wandler
X9	Eingang
X10	Eingang

#### 45 Patentansprüche

1. Verfahren zur Regulierung des Ausgangsstromes und/oder der -spannung eines primär gesteuerten Schaltnetz-  
teils mit einem Transformator (2, 12, 21) und einem Spannungsregler (3, 13, 22)  
**gekennzeichnet durch** die Verwendung eines Referenzwertes, welcher schaltungsintern gebildet und zur Beein-  
flussung des Spannungsreglers (3, 13, 22) eingesetzt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1,  
**gekennzeichnet durch**  
die Einstellung eines konstanten Tastverhältnisses des Sekundärstroms.
3. Verfahren nach Anspruch 2,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** der elektronische Schalter (14) für den Primärstrom (15) durch den Spannungsregler (3, 13, 22) über einen



## EP 1 146 630 A2

Vorwiderstand (R13) durch ein Ausgangssignal (G2), welches gegenüber dem Ausgangssignal (G) verkürzt ist, angesteuert wird.

4. Verfahren nach Anspruch 1, 2 oder 3,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** als Referenzwert die induzierte Spannung einer Hilfswicklung (Nh) des Transformators (2, 12, 21) verwendet wird oder dass ein Hochspannungs- IC für die Spannungsreglung eingesetzt wird und als Referenzwert die Spannung der Primärhauptwicklung (Np) des Transformators (2, 12, 21) verwendet wird.

5. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 4,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der Referenzwert zu einem festen einstellbaren Zeitpunkt nach Unterbrechung des Primärkreises (5) zwischengespeichert wird.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der Referenzwert mit einem internen Vergleichswert des Spannungsreglers (3, 13, 22) verglichen wird und in Abhängigkeit von der Höhe der Überschreitung durch den Referenzwert die Zeit zur erneuten Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises (5) bestimmt wird.

7. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 6,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** die erneute Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises (5) bis zum Erreichen eines maximalen Stroms des Transformators (2, 12, 21) erfolgt.

8. Verfahren nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 7,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der Strom des Transformators (2, 12, 21) mit einem zeitabhängigen Referenzwert verglichen wird.

9. Verfahren nach Anspruch 8,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** als Referenzwert der Wert

$$\text{Referenz } (t_{\text{ein}}) = \text{Abschaltswelle} / (1 + \text{Abschaltverzögerungszeit} / t_{\text{ein}})$$

(für  $t_{\text{ein}} > \text{minimale Einschaltzeit}$ )

verwendet wird.

10. Schaltung zur Ausübung des Verfahrens nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 9,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der Spannungsregler (3, 13, 22) zur Versorgung der Steuerschaltung als Linear- oder Schaltregler eingesetzt ist und dass eine Hilfswicklung (Nh) des Transformators (2, 12, 21) eine Referenzspannung (U) für den Spannungsregler (3, 13, 22) liefert und dass der Primärkreis (5) einen elektronischen Schalter (4) aufweist.

11. Schaltung zur Ausübung des Verfahrens nach einem oder mehreren der Ansprüche 1-9,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der Spannungsregler (3, 13, 22) zur Versorgung der Steuerschaltung als Linear- oder Schaltregler eingesetzt ist, wobei der Spannungsregler (3, 13, 22) ein Hochspannungs-IC ist und als Referenzspannung die Spannung der Primärhauptwicklung (Np) anliegt.

12. Schaltung nach Anspruch 10 oder 11,

**dadurch gekennzeichnet,**

**dass** der elektronische Schalter (4) für den Primärkreis (5) durch den Spannungsregler (3, 13, 22) über einen Vorwiderstand ansteuerbar ist.

13. Schaltung nach Anspruch 10, 11 oder 12,

## EP 1 146 630 A2

**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** der Referenzwert für die induzierte Spannung der Hilfswicklung (Nh) oder der Primärhauptwicklung (Np) zu einem festen, einstellbaren Zeitpunkt nach Unterbrechung des Primärkreises (5) speicherbar ist.

- 5 14. Schaltung nach einem oder mehrere der Ansprüche 10 bis 13,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** die Spannungsbeaufschlagung des Primärkreises (5) in Abhängigkeit von der Höhe der Überschreitung des internen Vergleichswert des Spannungsreglers (3, 13, 22) durch den Referenzwert erfolgt.
- 10 15. Schaltung nach Anspruch 13,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** der Primärkreis (5) in Abhängigkeit der induzierten Spannung der Hilfswicklung (Nh) oder der Primärhauptwicklung (Np), vorzugsweise bei einem Wert von < 0,1 Volt, wiedereinschaltbar ist.
- 15 16. Schaltung nach einem oder mehreren der Ansprüche 10 bis 15,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** die Ansteuerspannung für den Schaltregler (4) zusätzlich durch eine Spannung proportional zum Verhältnis
- 20 
$$\frac{\text{Einschaltzeit} + \text{Ausschaltzeit}}{\text{Einschaltzeit}}$$
- überlagert ist.
- 25 17. Schaltung nach einem oder mehreren der Ansprüche 10 bis 16,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** die Ansteuerspannung für den elektronischen Schalter (4) zusätzlich durch eine Spannung des Gatesignals überlagert ist.
- 30 18. Schaltung nach einem oder mehreren der Ansprüche 10 bis 17,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
**dass** die primäre Versorgungsspannung des Spannungsreglers (3, 13, 22) durch die gleichgerichtete, geregelte Primärspannung erfolgt und dass sekundär kein höheres Spannungspotential anliegt.

35

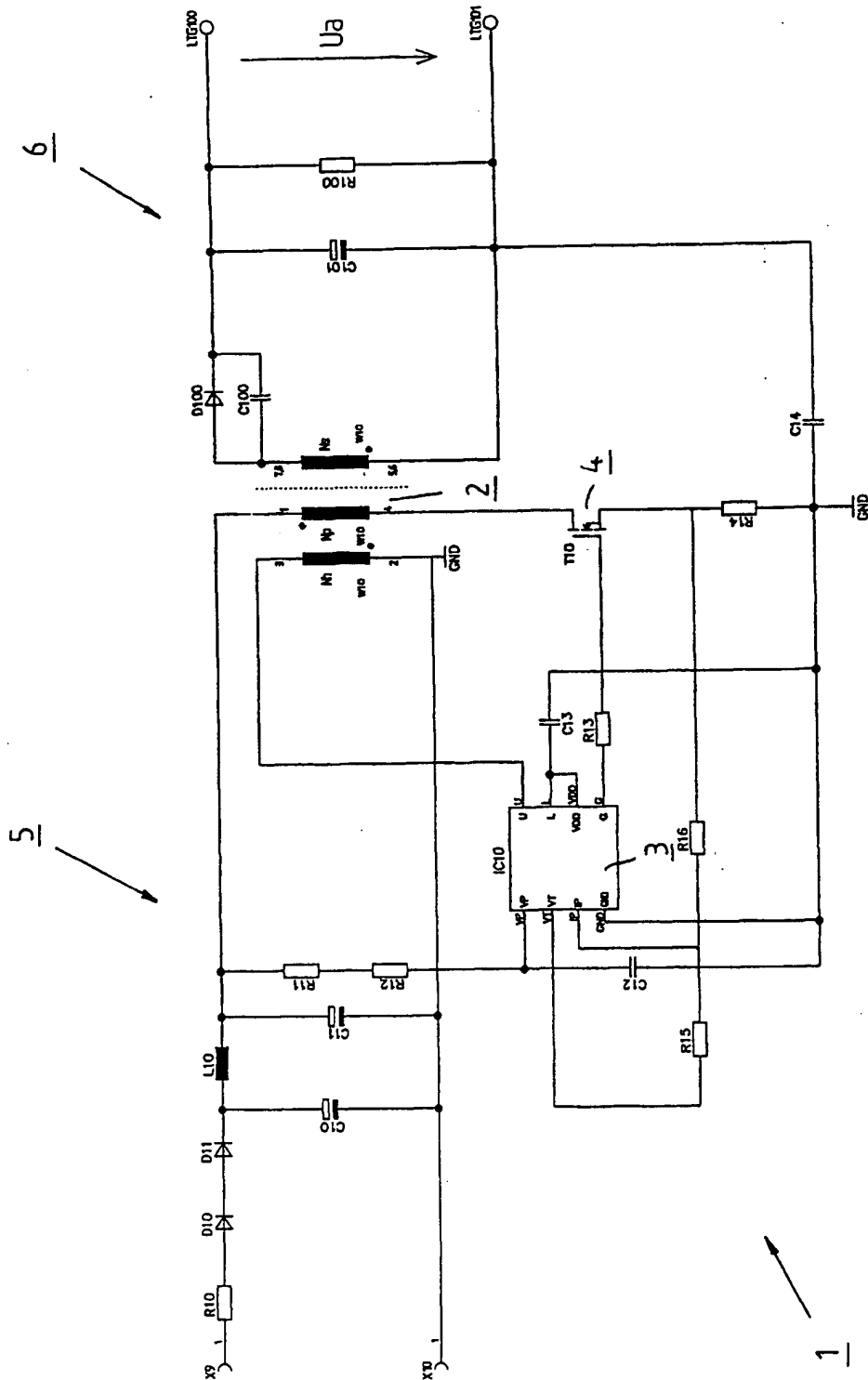
40

45

50

55

Fig. 1



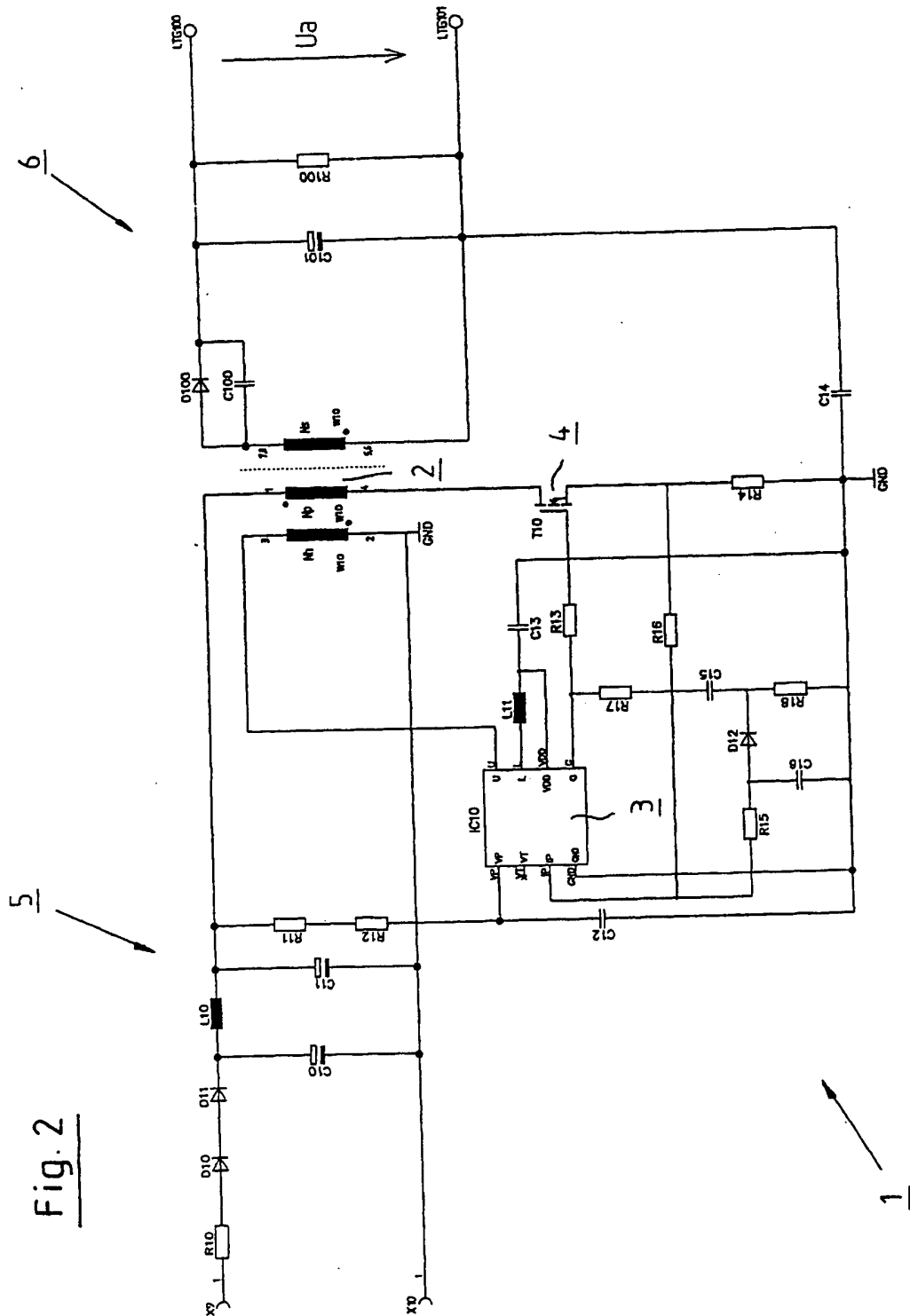
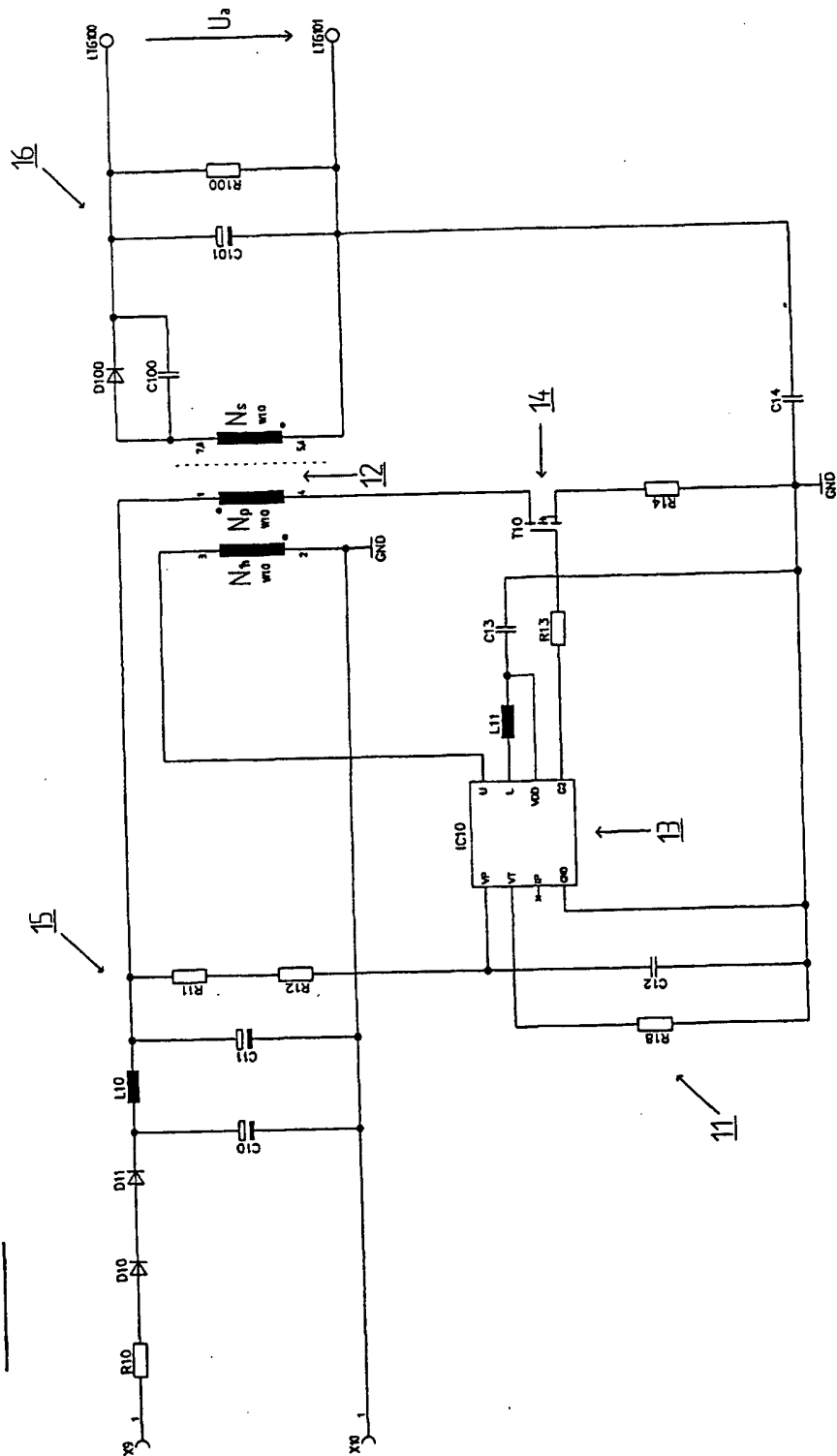


Fig. 2

Fig. 3



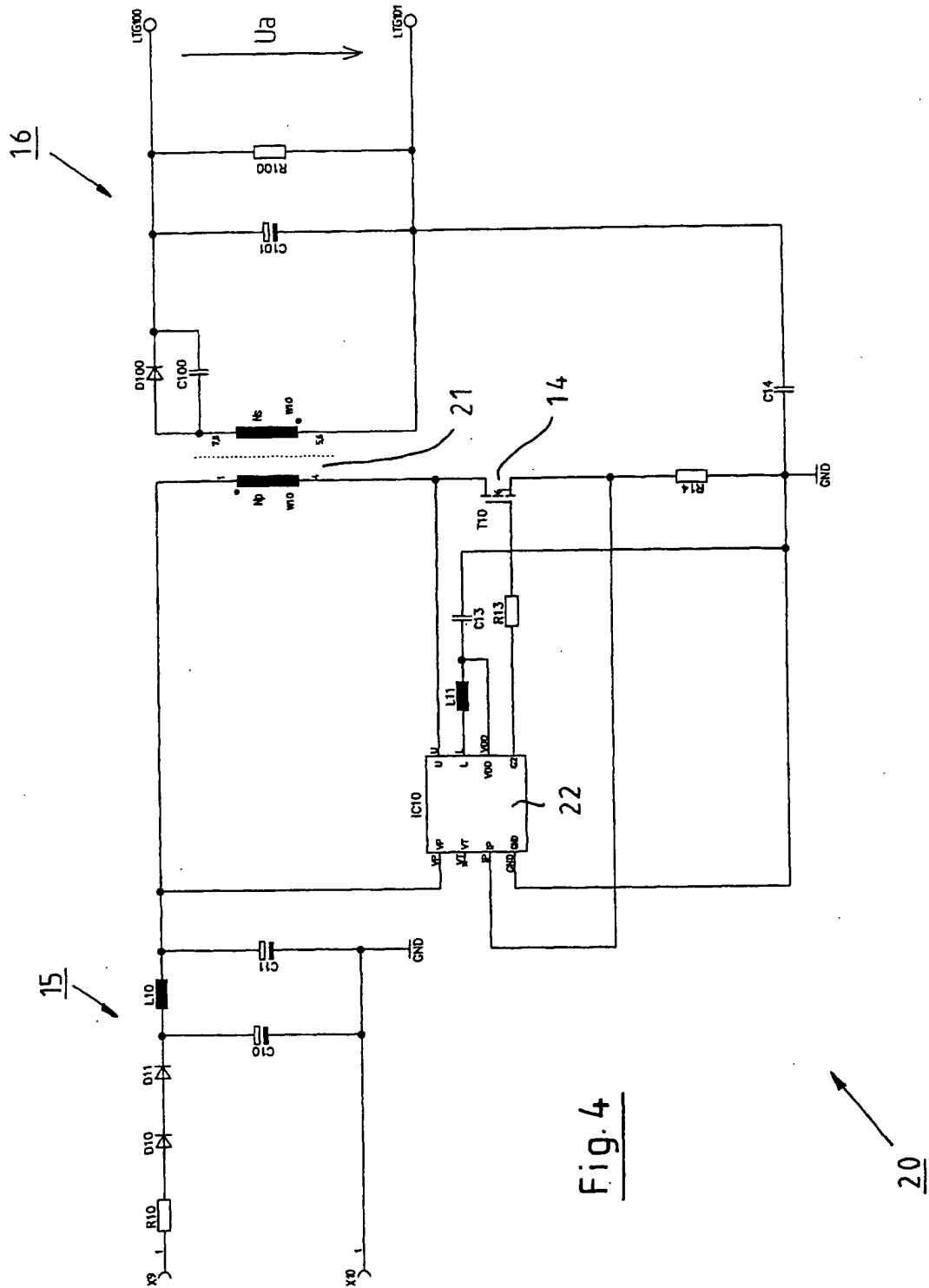


Fig. 4

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**